

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-347642

(43)公開日 平成5年(1993)12月27日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 4 L 27/20
27/12

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

Z 9297-5K

B 9297-5K

審査請求 未請求 請求項の数3(全 8 頁)

(21)出願番号 特願平5-4771

(22)出願日 平成5年(1993)1月14日

(31)優先権主張番号 P 4 2 0 0 8 1 6 . 6

(32)優先日 1992年1月15日

(33)優先権主張国 ドイツ (DE)

(71)出願人 390023711

ローベルト ボツシュ ゲゼルシャフト
ミット ベシュレンクテル ハフツング
ROBERT BOSCH GESELL
SCHAFT MIT BESCHRAN
KTER HAFTUNG
ドイツ連邦共和国 シュツツトガルト
(番地なし)

(72)発明者 ハンスーベーター ケッターリング
ドイツ連邦共和国 ベルリン 42 ベルッ
ケシュトラーセ 74

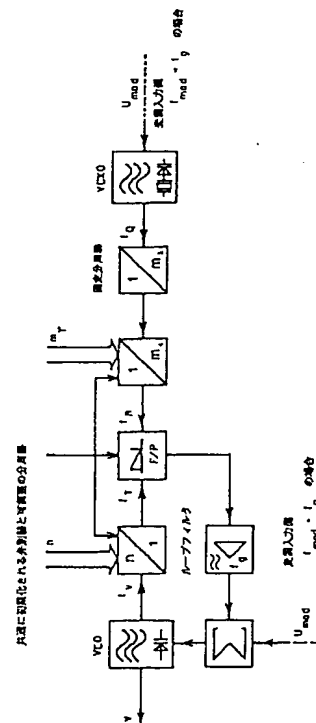
(74)代理人 弁理士 矢野 敏雄 (外2名)

(54)【発明の名称】 デジタル変調のないしデジタル伝送用の周波数一および位相変調器

(57)【要約】

【目的】 周波数発生のためにいずれにしても必要とされる回路部品を共用することにより、簡単でかつ経済的なデジタル変調器を提供する。

【構成】 例えば電圧で制御される水晶発振器の出力側が固定分周器の入力側と接続されており、該固定分周器の出力側が第1の可調整の分周器の入力側と接続されており、該可調整の分周器は弁別器および第2の可調整の分周器と共通に初期化され、前記第1の可調整の分周器が弁別器の一方の入力側と接続されており、弁別器の他方の入力側が第2の可調整の分周器を介して、電圧で調整される発振器VCOの出力側と接続されており、弁別器の出力側がループフィルタを介して加算器の入力側と接続されており、該加算器の出力側がVCOと接続されており、該VCOの出力側から出力信号が取り出される。



NOT AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル変調ないしデジタル伝送のための周波数—および位相変調器において、

例えば電圧で制御される水晶発振器（VCO）の出力側が固定分周器の入力側と接続されており、該固定分周器の出力側が第 1 の可調整の分周器の入力側と接続されており、該可調整の分周器は弁別器および第 2 の可調整の分周器と共通に初期化され、前記第 1 の可調整の分周器が弁別器の一方の入力側と接続されており、弁別器の他方の入力側が第 2 の可調整の分周器を介して、電圧で調整される発振器 VCO の出力側と接続されており、弁別器の出力側がループフィルタを介して加算器（Σ）の入力側と接続されており、該加算器の出力側が VCO と接続されており、該 VCO の出力側から出力信号が取り出されることを特徴とするデジタル変調器ないしデジタル伝送のための周波数—および位相変調器。

【請求項 2】 4 相変調器の場合は、第 1 の可調整の分周器の入力周波数が、位相比較器において必要とされる比較周波数の 4 倍であり、 $n = 1$ および $m_1 = 1$ である時に、ないし m_1 に対する当該の値が n および m_1 の実際の値に応じて選定された時は、分周器が分周比 $m_1 = 2, 3, 4, 5, 6$ へ設定可能である、請求項 1 記載の周波数—および位相変調器。

【請求項 3】 当該の分周器とその対応の設定調整により、任意の周波数—および位相偏位が、近似的に任意の時間経過により形成できる、請求項 1 記載の周波数—および位相変調器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、デジタル変調用の周波数—および位相変調器に関する。その適用領域は例えば陸上移動無線である。

【0002】

【従来技術】 情報はまず最初にベースバンドの中に設けられる。これらの情報は種々の理由から、この形式ではそのまま伝送できない。そのためそれぞれの情報の搬送波として高周波信号が用いられることが多い。高周波信号はこの情報により変調される。

【0003】 公知の角度変調器のうち、一定振幅ないし包絡線により動作する変調器が、陸上移動無線における使用に対して良好に適する。そのため C 級動作の送信出力増幅器が使用可能となり、さらに受信器においてリミッタ増幅器の使用が可能になる。そのため特に経済的な解決手段が有利になる。デジタル周波数—および位相変調器の実現に対しては種々の構成が可能であり、それらのうちのいくつかは特に簡単であってかつ著しく有利な特性を提供する。

【0004】 変調および復調のために同じ手段が部分的に使用可能であり、位相—および周波数調整ループがその良い例である。注目すべきことは、この種の変調器は

多くの適用事例において周波数準備処理装置と統合化できることである。

【0005】 デジタル形式の周波数—および位相変調器の最も簡単な場合は、2 進デジタル位相変調器のそれである。この位相変調器は、原理的には簡単な極性切り換え器により実現できるが、著しく広い帯域幅の切り換え時スペクトルを形成してしまう。変調帯域幅を低減化する目的で、監視されるソフトな位相移行特性を形成したい時は、濾波によりまたはテーブル法と D/A 変換により、ベースバンド信号をまず最初に相応に形成する必要がある。次に搬送周波数を乗算する。ベースバンドが -1 と $+1$ との間の値範囲を取る時は、乗算の直後に、変調された搬送波が得られる。本来の乗算器ではなく例えばリング混合器も使用できる。この場合は続いて高周波を濾波除去する必要がある。横軸位相偏移変調器（QPSK）とオフセット QPSK（OQPSK）の場合は、図 2 の公知の装置が使用されることが多い。この装置においては、2 つの直角関係の個別信号の加算により合成信号が得られる。ソフトな移行の場合の状態は、前もって処理された 2 進の場合に相応する。GMSK はさらに、所定の BT 積を有するオフセット QPSK ともみなせる、すなわち適切な BT 積を有するベースバンドフィルタの出力側で、変調信号の I 成分と Q 成分との間に必要とされるオフセットが付加的に必要とされる時は、QPSK 変調器を使用できる。そのため正確に監視される位相偏位が形成され、さらに必要とされる変調指数 $h = 0.5$ が著しく精確に維持できる。

【0006】 この種の変調器の出力信号は次の式

(1)、(2) で表わせる：

【0007】

【数 1】

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_B}{T}} \cdot \cos [\omega_c t + \varphi(t)]$$

【0008】

【数 2】

$$\varphi(t) = \sum_{i=1}^{1,n} a_i \cdot \pi h \cdot \int_0^T g(t) dt$$

【0009】 ただし $s(t)$ は時間関数、 E_B はビット当りのエネルギー、 T はビット長さ、 $\phi(t)$ は瞬時の位相、 h は変調指数、 a は i 番目のビット（ ± 1 ）の値、 $g(t)$ は位相の時間経過を示す。

【0010】

【発明の解決すべき問題点】 本発明の課題は、いずれにしても周波数発生のために必要とされる回路素子を共用可能にすることによりわずかな費用で、簡単かつ経済的なデジタル変調器を提供することである。

【0011】

【問題点を解決するための手段】この課題は本発明により次のようにして解決されている。即ち、例えば電圧で制御される水晶発振器の出力側が固定分周器の入力側と接続されており、該固定分周器の出力側が第 1 の可調整の分周器の入力側と接続されており、該可調整の分周器は弁別器および第 2 の可調整の分周器と共通に初期化され、前記第 1 の可調整の分周器が弁別器の一方の入力側と接続されており、弁別器の他方の入力側が第 2 の可調整の分周器を介して、電圧で調整される発振器 VCO の出力側と接続されており、弁別器の出力側がループフィルタを介して加算器の入力側と接続されており、該加算器の出力側が VCO と接続されており、該 VCO の出力側から出力信号が取り出される。

【0012】

$$f_R = \frac{f_Q}{m_1 \cdot m_2} = \frac{f_V}{n}$$

【0014】

$$\varphi_R = \frac{\varphi_Q}{m_1 \cdot m_2} = \frac{\varphi_V}{n}$$

【0015】この種の回路の基準周波数は通常の陸上移動機器の場合は 10 kHz (例えば 20 kHz 配列パターンにおけるこの範囲の半分のオフセットのため) の値を有する、または、通有の 10, 12.5 および 25 kHz の配列パターンを形成可能にする目的で 12.5 または 25 kHz の値を有する。さらに GSM システムにおいては 200 kHz である。ループ遮断周波数は基準周波数の 1% 以下である。何故ならばそうしないと、基準周波数に起因する、発生された周波の帯域波の十分な抑圧が行えないからである。そのため通常の移動無線機器に対しては 100 kHz 以下の遮断周波数が形成され、GSM 移動電話に対しては 2 kHz 以下の遮断周波数が形成される。

【0016】変調のために最も簡単な構成として、ループフィルタの出力側で信号電圧がループ調整電圧へ加算される。そのためループ遮断周波数の上側の全部の変調成分が直接作用するようになり、他方、下側では負帰還が行なわれる。即ちこの方式は、ループ遮断周波数以下の非変調成分のまたは変調周波数の導入を許容しない。しかし有利に、通常の PLL シンセサイザを簡単な手段で、これがアナログ FM の形成用に使用できるように、拡張可能となる。この方式の欠点はピーク偏移を明

$$\Delta F_V = n/m \cdot \Delta F_Q \quad \text{ただし } m = m_1 \cdot m_2$$

【0019】発生される周波数に対して大抵は著しくきびしい精度要求を維持すべきため、変調される基準発振器は高度に精確な VCO として実施する必要がある。

【実施例】本発明による、図 1 に示されている、陸上移動機器のための PLL 周波数準備処理装置は、わずかな拡張により周波数変調 FM に対して適している。このことはアナログ FM にもデジタル FM にも当てはまる。そのためアナログ位相変調器 PM は低周波信号すなわちベースバンド信号を変調前に微分することによっても、実現できる。実際には、周波数特性 +6 dB/オクターブを有する低周波増幅器を介して低周波信号が転送される。本発明によればこの PLL 回路はデジタル PM に対しても適する。PLL が定常状態にある時は次の式が適用される：

【0013】

【数 3】

(1)

【数 4】

(2)

確に設定しなければならないことである。しかし基本的には正確には定められずかつ精確には一定に維持できない。何故ならば最大偏移は、温度または老化に起因するドリフトは別として、非直線的な VCO 特性曲線に起因してその都度の VCO 周波数に依存するからである。

【0017】例えば受信機補助周波数と送信周波数との間の必要な偏移を実現する目的で、またはループ化解決手段では十分でない (例えば同時送受信機器のための周波数準備処理の場合) ために、PLL 周波数準備処理が用いられその周波数が他の周波数と混合される時は、基準周波数が数 MHz であることが多い。しかしこの場合、ベースバンドの遮断周波数を上回るループ遮断周波数を実現できる。この場合、これは、マイクロフォン効果等も著しく容易に優勢を占めるため、変調が著しく効果的に、それに応じて高く設けられている基準周波数を越えて調整ループの中へ案内可能となり、そのためこの変調を VCO 周波へ直接伝送できる。ループがさらに分周器を含む時は、偏移幅 ΔF を縮小または拡大も行なえる。このことは困難なく式 (1) と図 1 から導出される。

【0018】

【数 5】

(3)

基準発振器が、監視されるかつ正確に定められるアナログのまたはデジタルの FM または PM を発生できる時は、この FM, PM は、必要に応じて式 (3) に示されて

いるように分周比の乗算の下に次にPLLによりVCOへ転送可能となる。

【0020】各々のVCO周波数変化は各々のVCXO周波数変化へ直接追従するため、このことは、周波数変化の速度がループ遮断周波数により設定される限界を下回る限り、位相偏移または周波数偏移に対しても当てはまる。他方、ハードな移行に対してはループフィルタ作用により円滑化できる。この目的でももちろんループ内で任意のフィルタを使用できない。何故ならばPLLの安定条件にもとづいて所定の機種のフィルタしか許容されないからである。

【0021】この種の調整ループは受信機においても、VCOをPLLを用いて中間周波段へ接続することにより、中間周波領域において復調のために使用できる。中間周波信号の周波数情報および位相情報は次に復調PLLの調整電圧へ転送されてベースバンドとしてこれから分離できる。ループ遮断周波数の適切な設計により、復調時のS/N比も最適化できる。

【0022】本発明の構成において横軸位相偏移変調(QPSK)の場合は、基準路において必要とされる位相跳躍的变化 $\pm\pi/2$ と $\pm\pi$ を実現する目的で、分周器が用いられる。この分周器の入力周波数は、位相比較器において必要とされる比較周波数の4倍である。分周器は分周比 $m_i = 2, 3, 4, 5, 6$ へ設定可能である。この分周比は比較周波数のサイクルの開始時に位相正しく設定する必要がある、このことは相応の分周器初期化により達成できる。相応の比較周波側縁の発生は、分周比の4への通常の設定の場合に、 2π の後に即ち定常状態に応じて行なわれる。他方、分周器が2, 3, 5また

$$\Delta\varphi = \sum_{i=1, p} \sigma \varphi_i$$

【0026】部分位相跳躍的变化 $\delta\varphi_i$ を所望のように異なるように形成することにより即ちiに相応に依存させることにより、所望の連続的な位相経過への任意の階段状の近似化を達成できる。式(5)で示される限界移

$$\lim_{p \rightarrow \infty} \sum_{i=1, p} \Delta\varphi_i =$$

【0028】しかしループフィルタの特性の相応の選択により部分位相跳躍的变化を、所望の経過への良好な近似化が達成される限り、なめらかにできる。この目的で、わずかな臨界以下の跳躍応動は最良の妥協となる

は6へ設定されると、当該の側縁は π または $\pi/2$ だけ進んでまたは遅れて現れる。PLLはVCOをこの位相位置へ遅延させるため、正確に維持される位相偏移を有する正確な位相変調が可能となる。所定の例えば $+\pi/2$ の位相跳躍的变化を形成する目的で、変調を実施する基準分周器を1サイクルの間は分周比3へ設定する必要があり、このサイクル後に直ちに再び4へもどされる。図3に示されているようにこの場合は比較周波数にハードな位相跳躍的变化が $\pi/2$ だけ生ずる。この変化はPLLからVCOへ転送される。この目的で持続的な位相調整過程の複数の周期が開始され、その終りに、周波数が一定のままVCOが新たな位相位置へ移行する。この場合この位相移行の形式はループのダイナミック特性により設定される。このダイナミック特性は、弁別器の位相勾配、VCOの偏移勾配、ループフィルタの特性および分周比により定められる。この方式の欠点は位相移行の形式が完全に自由には選定できず、そのため、変調される信号の特性に関しておよび変調帯域幅に関して所定の制限を伴う。そのため理想的なハードな位相切り換えも、正確に監視可能なソフトな位相移行も可能でない。

【0023】主分周器が $n \neq 1$ の分周比を有する時は、このことは式(1)と(2)により考慮される。

【0024】正確に監視される位相移行を達成したい時は、所望の位相跳躍的变化 $\Delta\varphi$ を所定数pの個々のステップ $\delta\varphi_i$ からまとめる必要がある：

【0025】

【数6】

(4)

行は所望の移行を理論的には任意に生ぜさせるが、実際は近似的にしか実現できない。

【0027】

【数7】

$$\int_0^t d\varphi(t) \quad (5)$$

う。

【0029】最適化は変調側帯波を、約 -70 dB までの当該の領域において、理論値と実際値との差が無視できるまで、低減させることにより行なう必要がある。

【0030】例えばPステップで $\pi/2$ の位相跳躍的变化を行なうべき時はおよび最大の位相跳躍的变化 $\pm\pi$ を可能にすべき時は、可調整の分周器が分周比を2Pから6Pまで変化できる；場合により主分周係数nを相応に考慮する必要がある。実現可能な階段曲線を位相経過の目標曲線へ所望のように良好に近似化を達成する目的で、一定の位相跳躍的变化の場合に時間間隔を図4のように適切に変化させる必要がある。他方、固定の時間パターンで動作させるべき時は、ステップ幅を一定にしてよいのではなく図5のように相応に変化できる。しかし

このことは変調分周器の分周器入力周波数を十分に減衰

$$s(t) = S_C \cos(\omega_c t + \Delta\varphi \sin \omega t)$$

させ、これにより、最大に可能な分周器入力周波数への近似化の結果、実現可能な限界へ突き当たることを意味する。そのため固定の部分位相跳躍的变化と可変の時間間隔の利用が行なわれる。

【0031】本発明の回路は一定の振幅による位相（または周波数）変調を行なうため、位相変調のスペクトルは簡単に表わされる。

【0032】公知のように、高調波信号による周波数変調に対して次の式が適用される：

【0033】

【数8】

(6)

【0034】

【数9】

$$S_C = \sqrt{\frac{2E_B}{T}}$$

(7)

【0035】

20 【数10】

$$s(t) = S_C \sum_{n=-\infty, \infty} J_n(\Delta\varphi) \cdot \cos(\omega_c + n\omega)t \quad (8)$$

【0036】非高調波の周期的な変調信号はフーリエ数列として表現可能であり、そのため奇関数の場合は単純化のために次の式へ制限する必要がある。

【0037】

【数11】

$$s(t) = \sin\left\{\omega_c t + \sum_{i=1, m} \Delta\varphi_i \sin(i\omega t)\right\} \quad (9)$$

【0038】

【数12】

$$s(t) = S_C \sum_{n_i=-\infty, \infty} \left[\prod_{i=1, m} J_{n_i}(\Delta\varphi_i) \right] \cdot \cos\left\{\omega_c t + \sum_{i=1, m} n_i \omega_i t\right\} \quad (10)$$

【0039】ここで示された関係に対して、次の近似が

40 【0040】

用いられることを前提とできる：

【数13】

$$J_i \cdot J_n \ll 1$$

$i \geq 1$ かつ $n \geq 1$ の場合

(11)

【0041】位相跳躍的变化に起因する切り換えスペクトルに対して次の式が適用される：

【0042】

【数14】

$$s(t) \approx \sum_n \sum_i J_{ni} (\Delta \varphi_i) \cdot \cos (\omega_c + n_i \omega t) \quad (12)$$

【0043】上述の70dBc条件を維持可能にする目的で、式(12)に示されている様に、部分位相跳躍変化が適切に選定される。これが十分に小さいと、位相段のソフト化作動を理論的には省略さえできる。実際は有利な妥協が講ぜられる。

【0044】デジタル形式の周波数変調のための本発明の回路の使用の際に分周比は、相応の周波数を発生すべきように、変化される。中間周波数からはじめて次に両側への偏移が可能となる。変調の形式のために切り換え可能な基準分周器が用いられる時は、その分周比mは逆比例で関与する。何故ならば $f_v \equiv 1/m$ だからである。m≪nである限りこの影響はほとんど役割を果さない。他方、現用の分周器も変調の目的で使用可能な時はこの問題が省略される、何故 $f_v \equiv n$ となるからである。ハードな周波数切り換えではなくソフトな周波数移行を達成するためには、前述のようにループフィルタの適切な寸法選定が行なわれ、さらに必要に応じて周波数切り換えが複数個の中間ステップを介して行なわれる。

【0045】実施例においてGMSK変調器のまたは位相変調器の実際の実現を説明すべきである。

【0046】この目的で、固定の位相跳躍的变化および可変の時間間隔により動作させることが、提案される。例えば必要に応じて10°の跳躍的变化から開始可能とすると、即ち変調分周器の入力側に36倍の比較周波数を設けなければならないとしたら、分周比は35から37まで設定可能にしなければならない。

【0047】ベースバンド信号の形式は、テーブル法を介してROMを用いて、その都度に必要とされる分周比へ変換される。この場合、その都度に必要とされる時間間隔を形成する目的で、正確な時間区分が必要とされる。このことは第2のROMの中の第2のテーブルを用いて処理される；もちろん両方のROMをまとめることもできる。比較周波数は、ループフィルタが一方では、位相量子化により発生される側帯波を十分良好に抑圧できるように、他方では分周周波数が優勢を占めるように、選定する必要がある。

【0048】本発明による回路は、デジタル形式の位相変調器または周波数変調器として、適切な価格で実現できる。変調分周器の制御はもちろん著しく精確に行なう必要があり、さらにPLLループフィルタとしての値選定は著しく入念に行なう必要がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の陸上移動無線機器のためのPLL周波数準備処理装置の実施例のブロック図である。

【図2】公知の装置のブロック図である。

【図3】比較周波数の線図である。

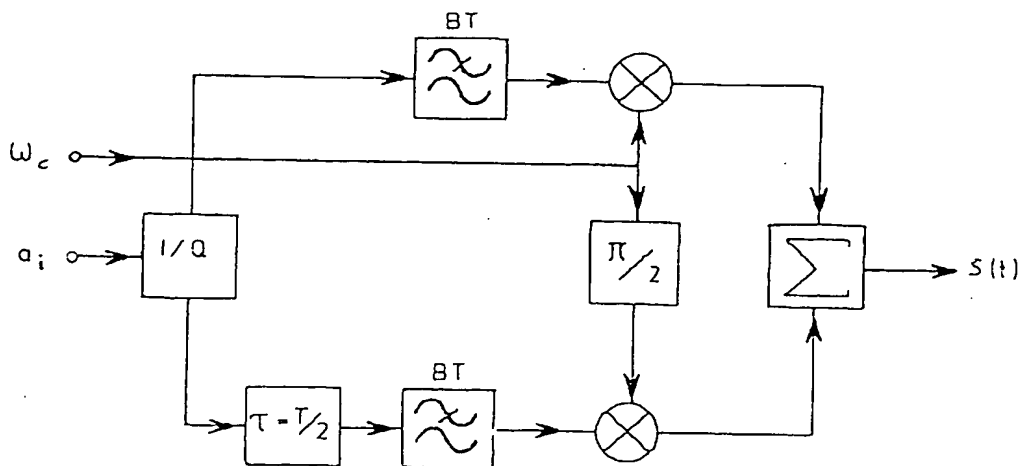
【図4】動作の説明図である。

【図5】動作の説明図である。

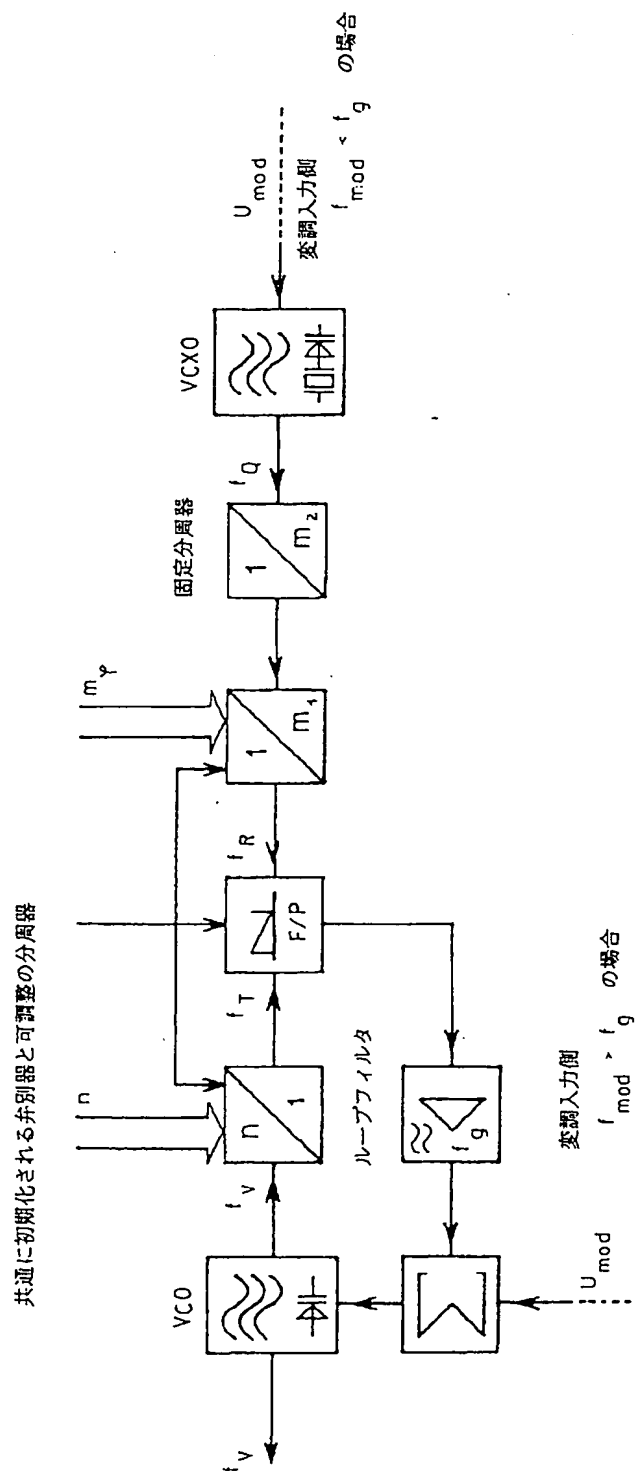
【符号の説明】

VCO 電圧で制御される発振器、 VCXO 電圧で制御される水晶発振器、 Σ 加算器

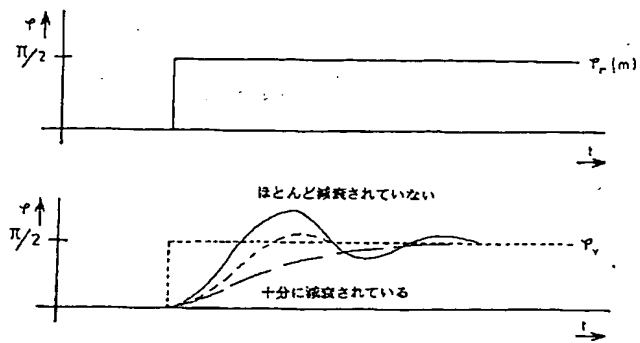
【図2】



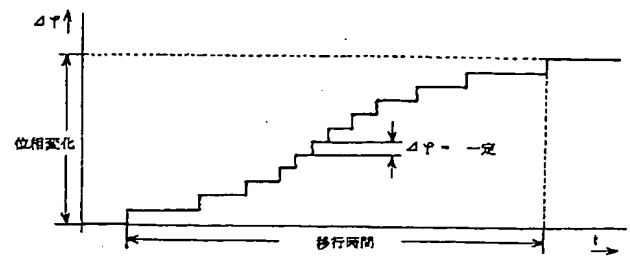
【図 1】



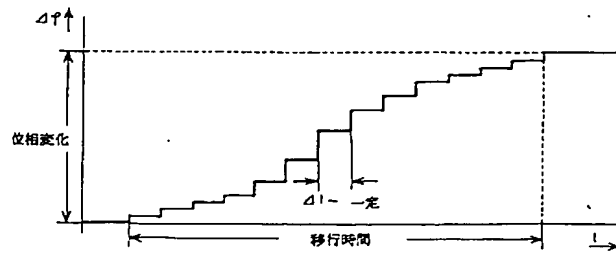
【図 3】



【図 4】



【図 5】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.